

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 09023162
PUBLICATION DATE : 21-01-97

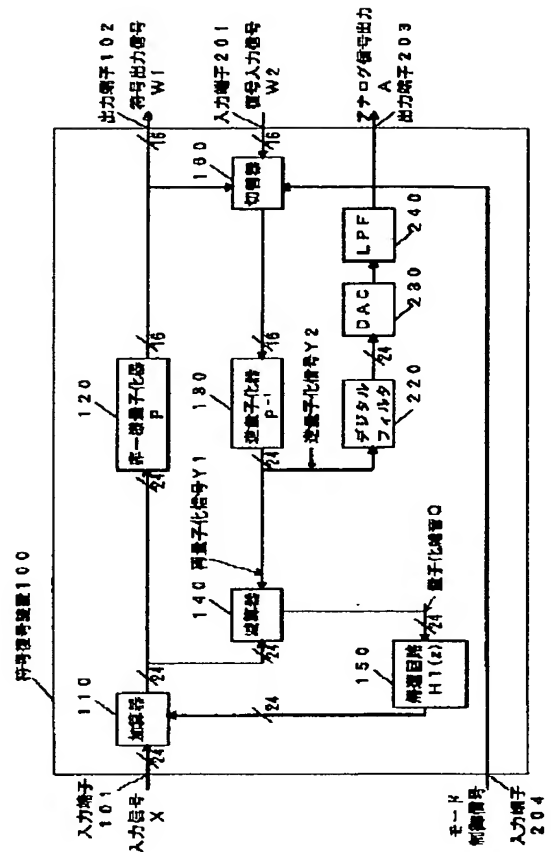
APPLICATION DATE : 07-07-95
APPLICATION NUMBER : 07171847

APPLICANT : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD;

INVENTOR : EJIMA NAOKI;

INT.CL. : H03M 7/32 H03H 11/12 H03M 7/46

TITLE : CODING/DECODING DEVICE



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a coding/decoding device excellent in all of a wide band, a low distortion rate and a high dynamic range even in the case of a low bit rate as compared with a conventional value.

SOLUTION: At the time of coding, a quantized error obtained by requantizing a small level by a non-uniform quantizer 120 having high resolution and a reverse quantizer 130 having reverse characteristics is added to an input signal through a shaping filter (feedback circuit 150) and an output is extracted from the quantizer 120, and at the time of decoding, an input signal is outputted through the reverse quantizer 130, so that the reverse quantizer 130 is shared by coding and decoding. Thus a wide band, a low distortion rate and a high dynamic range can be attained by the synergism of the high resolution of non- equal quantization and the SN rate improvement of noise shaping.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-23162

(43)公開日 平成9年(1997)1月21日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 7/32		9382-5K	H 0 3 M 7/32	
H 0 3 H 11/12		8731-5J	H 0 3 H 11/12	A
H 0 3 M 7/46		9382-5K	H 0 3 M 7/46	

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平7-171847

(22)出願日 平成7年(1995)7月7日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 江島 直樹

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

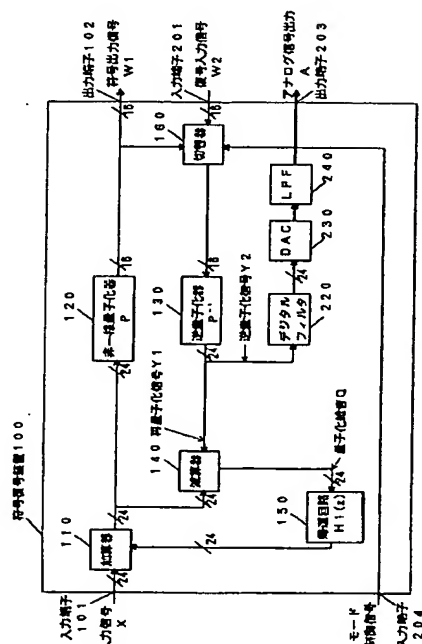
(74)代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54)【発明の名称】 符号復号装置

(57)【要約】

【目的】 従来に比べ低ビットレートでも広帯域、低歪率、高ダイナミックレンジの全てに優れる符号復号装置を提供する。

【構成】 符号時は小レベルを高分解能にした非一様量子化器120と逆特性を有する逆量子化器130で再量子化した量子化誤差をシェーピングフィルタ(帰還回路150)を通じて入力信号に加算して非一様量子化器120から出力を取り出し、復号時は入力信号を逆量子化器130を通じて出力を得るようにし、符号復号で逆量子化器を共用した。非一様量子化の高分解能とノイズシェーピングのSN改善の相乗作用により、広帯域、低歪率、高ダイナミックレンジが達成される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 符号時は、非一樣量子化特性を有する非一樣量子化器と切替器を介し前記非一樣量子化特性の逆特性を有する逆量子化器を接続して再量子化器を構成し、前記再量子化器に入力する信号と前記再量子化器の出力信号との量子化誤差信号または量子化雑音を所定の伝達特性 $H_1(z)$ を有する帰還回路を介して入力信号に合成し符号出力を得るとともに、復号時は、前記切替器により接続を変更して、復号入力信号を前記逆量子化器に供給するよう切り替え、前記逆量子化器の出力信号を復号出力として取り出すよう構成した符号復号装置。

【請求項2】 入力信号は略一樣に量子化した直線符号の信号である請求項1記載の符号復号装置。

【請求項3】 入力信号はアナログ信号である請求項1記載の符号復号装置。

【請求項4】 所定の伝達特性 $H_1(z)$ は量子化雑音を可聴帯域外または可聴帯域内であっても聴覚特性の感度の低い周波数帯へより多く置換する $\Delta\Sigma$ 変調を行なうようにした請求項1ないし3のいずれかひとつに記載の符号復号装置。

【請求項5】 非一樣量子化または非一樣量子化器は入力信号の小さい場合には細かく量子化し、入力信号の大きい場合には粗く量子化することを特徴とする請求項1ないし4のいずれかひとつに記載の符号復号装置。

【請求項6】 非一樣量子化または非一樣量子化器は L ビットの直線符号を入力してランレングスを $1/n$ に圧縮した M ビットのデータを出力することを特徴とする請求項5記載の符号復号装置。（ L 、 M および n は2以上の正整数）

【請求項7】 非一樣量子化または非一樣量子化器は、元データとなる直線符号すなわち、上位で所定論理のビットが連続する連続データ Q_0 と、前記連続データ Q_0 の連続性をブレイクする反転ビット T_0 と、前記反転ビット T_0 以降の下位データ D_0 とで構成される L ビットの直線符号を入力し、前記連続データ Q_0 のランレングスを圧縮して得られる圧縮連続データ Q_1 と、前記圧縮連続データ Q_1 の連続性をブレイクする反転ビット T_1 と、前記ランレングスを圧縮する時に生じる剰余 F_1 を表す圧縮剰余データ C_1 と、前記下位データ D_0 を丸めて得るようにした仮数データ D_1 とで構成する M ビットの圧縮データに変換して出力する請求項5記載の符号復号装置。ただし、前記連続データ Q_0 のランレングスを L_0 、前記圧縮連続データ Q_1 のランレングスを L_1 、 n を2以上の整数とすると、

$$L_1 = \text{int}(L_0/n)$$

$$F_1 = L_0 \bmod n$$

とする。

【請求項8】 逆量子化または逆量子化器は、圧縮データすなわち、上位で所定論理のビットが連続する圧縮連続データ Q_1 、前記圧縮連続データ Q_1 の連続性をブレイクする反転ビット T_1 、ランレングスを圧縮する時に生じる剰余 F_1 を表す圧縮剰余データ C_1 および仮数データ D_1 によって構成する圧縮データを入力し、前記圧縮剰余データ C_1 を格納する C_1 メモリと、前記 Q_1 のランレングスを n 倍に伸長し、前記 C_1 メモリの値に応じた長さの連続データを付加し、 Q_0 の連続性をブレイクする反転ビット T_0 を付加し、引き続き前記仮数データ D_1 を付加する伸長手段と、前記伸長手段から連続データ Q_0 、反転ビット T_0 および仮数データ D_0 を読み出して伸長データを出力する請求項5記載の符号復号装置。ただし、前記連続データ Q_0 のランレングスを L_0 、前記圧縮連続データ Q_1 のランレングスを L_1 、圧縮剰余データ C_1 から求める剰余を F_1 、 n を2以上の整数とすると、

とする。

$$L_0 = L_1 * n + F_1$$

$$D_0 = D_1$$

とする。

【請求項9】 符号時に、非一樣量子化特性を有する非一樣量子化器と切替器を介し前記非一樣量子化特性の逆特性を有する逆量子化器を接続して再量子化器を構成し、前記再量子化器に入力する信号と前記再量子化器の出力信号との量子化誤差信号または量子化雑音を所定の伝達特性 $H_1(z)$ を有する帰還回路を介して入力信号に合成し符号出力を得ると同時に、前記逆量子化器の出力信号を符号復号出力として取り出すよう構成した請求項1ないし8のいずれかひとつに記載の符号復号装置。

【請求項10】 復号時に、量子化誤差を入力に帰還する $\Delta\Sigma$ 変調ループをオープンにして固定値を与えるゲートを帰還回路または前記 $\Delta\Sigma$ 変調ループ上の1または複数箇所に挿入した請求項1ないし8のいずれかひとつに記載の符号復号装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はデジタル信号を高品質で伝送するための符号復号装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 コンパクトディスクやDAT等デジタル信号による音楽の記録再生が広く行なわれている。例えばコンパクトディスクはサンプリング周波数44.1kHz、16ビットの直線符号で記録している。この方式では22.05kHzを超える音の再生もできないし、98dBを超えるダイナミックレンジを得ることも原理的に不可能である。生演奏の楽器から発生する音響信号には22.05kHzを超える成分を含んでいるにも関わらず、可聴帯域外であることを理由にこの成分を再生する必要がないとされていた。ところが近年、超高音が人間の脳波である α 波を活性化する可能性についての研究がなされており、超高音が脳波に何らかの作用があると考えられ始めてきた。人間に聴こえるかどうかは個体差もあって一概には言えないが何らかの身体的生理的な影響や効果

があること、および将来の文化遺産としてより高音質なものを残すために再生信号における超高域成分が重要であることが指摘されている。また、実際の音のダイナミックレンジは100dBを超え130dBに到るものが存在することに対して、これを直線符号の16ビットで表現した場合のクリップ歪が生じやすいこと、および特に信号の小さい領域で量子化誤差による歪みが音の濁りとなることなどからダイナミックレンジが不足していることが指摘されている。

【0003】そこで、誠文堂新光社発行、無線と実験誌1995年2月号第100～101頁に示されるように、16ビットデータのLSBを用い、このビットに22.05kHz以上の音楽信号情報をADPCMを用いて記録するという方法（方式1とする）や、アイエー出版社発行、ラジオ技術誌1991年4月号第147～150頁に示されるように、ノイズシェーピングを用いて量子化雑音を15kHz～22.05kHzに追いやり、聴感上のダイナミックレンジを改善する方法（方式2とする）が提案されている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記のような構成では、方式1においては再生帯域は広くなる反面、可聴帯域でのダイナミックレンジが6dB低下する問題があり、また、方式2においては可聴帯域内の15kHz～20kHzでダイナミックレンジが著しく低下するという問題点があった。

【0005】本発明は上記の問題を解決するもので、広帯域でしかも高ダイナミックレンジを有する符号復号装置を提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明では、非一様量子化特性を有する入力符号を非一様に量子化する非一様量子化と、前記非一様量子化とは逆変換を行う逆量子化と、前記非一様量子化と前記逆量子化の両方の変換を行うプロセスの前後の差を所定の伝達関数 $H1(z)$ をかけて入力信号と加算し、前記加算結果を前記非一様量子化プロセスに帰還する系により符号結果を得る符号方法を使用する。この目的を達成するために本発明による符号復号装置は、符号時は、非一様量子化特性を有する非一様量子化器とこれの逆特性を有する逆量子化器で構成した再量子化器に入力する信号と出力信号との誤差信号または量子化雑音を所定の伝達特性を有する帰還回路を介して入力信号に合成するようにし、復号時は、符号化された信号を前記逆量子化器へ入力して逆量子化した信号を再生するようにした。

【0007】また、符号時にも前記逆量子化器の出力を取り出し符号復号出力を得るようにした。また、復号時に、 $\Delta\Sigma$ 変調のループをオープンにするゲートを設けその点の固定値を設定するようにした。

【0008】

【作用】上記のようにしたため、逆量子化信号は非一様量子化による非直線変換と逆量子化による逆変換により、信号強度によって丸め誤差すなわち量子化誤差の大きさを符号の大きさによって変化させる作用がある。例えば入力符号の小さい場合には24ビットで細かく量子化し、入力符号の大きさの増加にともなって徐々に粗く23ビット、22ビットとし、入力符号が最大の場合は最も粗く15ビットで量子化するようにできる。すなわち146dBのダイナミックレンジの内、符号化の持つ瞬時S/N比は入力符号の大きさによって92dBから146dBまで変化させられる。この量子化誤差を帰還して入力符号と加算することでスペクトル変換を行う作用が生じ、粗い量子化の入力符号の領域であっても、低周波数帯域内のダイナミックレンジを拡大できる。

【0009】また、再量子化信号は非一様量子化器による非直線変換と逆量子化器による逆変換により、信号の大きさを変えずに、信号強度によって丸め誤差すなわち量子化雑音の大きさを信号強度によって変化させる作用がある。例えば入力信号の小さい場合には24ビットで細かく量子化し、入力信号強度の増加にともなって徐々に粗く23ビット、22ビットとし、入力信号強度が最大の場合は最も粗く15ビットで量子化するようにできる。すなわち146dBのダイナミックレンジの内、瞬時S/N比は入力信号強度によって92dBから146dBまで変化させられる。この量子化雑音を帰還回路を介して入力信号に合成することでスペクトル変換を行う作用が生じ、粗い量子化の入力信号強度の領域であっても、可聴帯域内のダイナミックレンジを拡大できる。

【0010】また、上記した符号を信号として受信して逆量子化することにより、信号の小さい場合には24ビットで細かく量子化し、入力信号強度の増加にともなって徐々に粗く23ビット、22ビットとし、入力信号強度が最大の場合は最も粗く15ビットで量子化した信号、すなわち146dBのダイナミックレンジの内、瞬時S/N比は入力信号強度によって92dBから146dBまで変化させた信号の量子化雑音を帰還回路を介して入力信号に合成することでスペクトル変換を行った信号を復号化する作用が生じ、粗い量子化の入力信号強度の領域であっても、可聴帯域内のダイナミックレンジを拡大できるものである。

【0011】また、符号時にも符号復号出力が得られ、符号モニタ信号として活用できる。また、復号時に、 $\Delta\Sigma$ 変調のループをオープンにすることで、符号動作に戻る場合の初期動作を短時間で安定にすることができる。

【0012】

【実施例】以下、本発明の一実施例について、図面を参照しながら説明を行う。図1は本発明の第1の実施例における符号復号装置を示すブロック図である。図中、110は加算器、120は非一様量子化器、130は逆量子化器、140は減算器、150は帰還回路、160は

切替器160、220はデジタルフィルタ、230はDAコンバータ、240はローパスフィルタである。なお、信号線の傍に引き出し線を付けずに記入の数字はビット数を表す。まず初めに符号時の説明をする。符号時にはモード制御信号204により切替器160を制御して、非一樣量子化器120の出力信号を逆量子化器130へ供給するよう信号経路を切り替える。

【0013】入力端子101より入力する入力信号X（ここではサンプリング周波数を192kHz、語長を24ビットとしている）を加算器110を通じて非一樣量子化器120に供給する。加算器110のもう一方の加算入力信号は帰還回路150から供給される量子化雑音Qである。非一樣量子化器120は入力される24ビットの信号を16ビットの信号に圧縮する。圧縮の方法については後述する。この圧縮した16ビットの信号は出力端子102から出力信号W1として出力して記録装置へ伝送するとともに、切替器160を介して逆量子化器130に inputs する。逆量子化器130は非一樣量子化器120の圧縮特性とは逆特性となるようにして逆量子化し24ビットの信号に伸長する。非一樣量子化器120と逆量子化器130により再量子化した再量子化信号Y1は減算器140に inputs する。減算器140は再量子化の入力信号と再量子化の出力信号との差信号すなわち量子化雑音Qを出力する。この量子化雑音Qは伝達特性H1(z)を有する帰還回路150で周波数およびまたは位相特性の変換を行い加算器110へ帰還する。再量子化信号Y1について式で表すと、

$$Y1 = X + (1 - H1(z)) * Q$$

となり、再量子化信号Y1は入力信号Xの成分と量子化雑音Qの伝達特性H1(z)で帰還した成分の和となる。したがって伝達特性H1(z)によって量子化雑音Qのスペクトル変換を行うことができる。これらのループによりΔΣ変調を行い所定のスペクトル変換を施し、非一樣量子化器120で圧縮した16ビットの信号を出力端子102から出力信号W1として出力する。

【0014】出力信号W1は伝送装置、ここでは高密度光ディスクの書き込み装置（図示せず）へ出力し、記録フォーマットを形成して高密度光ディスクの媒体（図示せず）に記録する。この媒体を再生手段（図示せず）で再生し復号信号を取り出す。ここで、再量子化信号Y1を出力信号W1を使って表すと、

$$Y1 = W1 * P^{-1}$$

信号W1を逆量子化器130で逆量子化すると再量子化信号Y1が得られるので、これと同等の入力信号W2を逆量子化器130で逆量子化することで逆量子化信号Y2を取り出し再生信号とすることができる。

【0015】これに基づいて復号時の動作を説明する。復号時にはモード制御信号204により切替器160を制御して、入力端子201から入力される復号入力信号W2を逆量子化器130へ供給するよう信号経路を切り

替える。入力信号W2は入力端子201から入力し逆量子化器210へ供給する。16ビットの入力信号W2は逆量子化器210で非一樣量子化器120の圧縮特性とは逆特性となるように逆量子化して24ビットの逆量子化信号Y2に伸長する。この24ビットの逆量子化信号Y2は符号時における再量子化信号Y1に相当する。すなわちΔΣ変調によってスペクトルを変換した量子化雑音Qを含む信号となる。192kHz、24ビットの逆量子化信号Y2はデジタルフィルタ220において2倍オーバーサンプリング処理を行い、384kHz、24ビットの信号に変換してDAコンバータ230に inputs する。DAコンバータ230がこの信号をアナログ信号に変換し、次いでローパスフィルタ240によって折り返し歪を除去して出力端子203からアナログ信号出力Aとして出力する。デジタルフィルタ220とローパスフィルタ240とを合わせた総合特性でナイキスト周波数である96kHz以上の成分を落とすものであれば良く、また、デジタルフィルタ220を用いず、逆量子化信号Y2をDAコンバータ230において直接D/A変換する事も可能である。この場合にローパスフィルタ240は96kHz以上の成分を急峻に遮断するものであることが好ましい。

【0016】以上のように全体を構成した実施例において、量子化雑音の諸特性について詳しく説明する。量子化雑音の原因は量子化刻みの粗さによって生じる誤差信号であるので、まず、量子化刻みの粗さの入力信号強度による制御と量子化雑音の関係、次に、ΔΣ変調による量子化雑音の周波数スペクトル制御について述べる。従来のΔΣ変調は固定語長の一樣量子化器を用いるので信号強度にかかわらず略一定の丸め誤差となり、16ビット信号であれば98dBのダイナミックレンジとなる。これに対し実施例では信号強度によって丸め誤差すなわち量子化雑音の大きさを変える方式を用いる。再量子化信号Y1は非一樣量子化器120による非直線変換と逆量子化器130による逆変換により信号の大きさを不変としたまま、信号強度によって丸め誤差の大きさを換え、これに応じて量子化雑音の大きさを変えている。入力信号の小さい場合には24ビットで細かく量子化し、入力信号強度の増加にともなって徐々に粗く23ビット、22ビットとし、入力信号強度が最大の場合は最も粗く15ビットで量子化するようにした。このため量子化雑音は入力信号強度が小的时候最小となり24ビット精度すなわち146dBの瞬時S/N比とダイナミックレンジが得られる。入力信号強度が大きい時には15ビット精度すなわち92dBの瞬時S/N比となる。146dBのダイナミックレンジの内、瞬時S/N比は入力信号強度によって92dBから146dBまで変化することになる。

【0017】図3は実施例における非一樣量子化器120と逆量子化器130を組み合わせた場合の瞬時S/N

比対入力信号強度の特性を示す図である。図中の縦軸は瞬時S/N比であり、瞬時S/N比は0Hzからナイキスト周波数である96kHzまでの信号帯域での信号対雑音歪み率である。図3から判るとおり従来の直線符号(16ビット)に比べて、入力レベルのほぼ全域に渡り瞬時S/N比を大幅に改善することができる。具体的な非一様量子化器120の圧縮方法としてはランレングス1/n圧縮フローティング符号を使用した。ランレングス1/n圧縮フローティング符号方法を説明する。

【0018】元データとなる直線符号の上位で所定論理のビットが連続する連続データQ0と、前記連続データQ0の連続性をブレイクする反転ビットT0と、前記反転ビットT0以降の下位データD0とで構成されるLビットの直線符号を入力し、前記連続データQ0のランレングスを圧縮して得られる圧縮連続データQ1と、前記圧縮連続データQ1の連続性をブレイクする反転ビットT1と、前記ランレングスを圧縮する時に生じる剰余F1を表す圧縮剰余データC1と、前記下位データD0を丸めて得る仮数データD1とで構成するMビットの圧縮データに変換して出力する。ただし、前記連続データQ0のランレングスをL0、前記圧縮連続データQ1のランレングスをL1、nを2以上の整数とすると、 $L1 = \text{int}(L0/n)$
 $F1 = L0 \bmod n$ とする。

【0019】また、逆量子化器130の逆量子化はランレングス1/n圧縮フローティング符号の逆変換を行うため、次の方法を使用した。上位で所定論理のビットが連続する圧縮連続データQ1、前記圧縮連続データQ1の連続性をブレイクする反転ビットT1、ランレングスを圧縮する時に生じる剰余F1を表す圧縮剰余データC1および仮数データD1によって構成する圧縮データをもとに、前記Q1のランレングスをn倍に伸長し、前記C1の値に応じた長さの連続データを付加し、Q0の連続性をブレイクする反転ビットT0を付加し、引き続き前記仮数データD1を付加して、連続データQ0、反転ビットT0および仮数データD0を読み出して伸長データを出力する。

【0020】ただし、前記連続データQ0のランレングスをL0、前記圧縮連続データQ1のランレングスをL1、圧縮剰余データC1から求める剰余をF1、nを2以上の整数とすると、 $L0 = L1 * n + F1$
 $D0 = D1$ とする。

【0021】以上のランレングス1/n圧縮フローティング符号の圧縮方法および圧縮装置および復号装置については、特開平4-286421号公報、特開平5-183445号公報および特開平5-284039号公報にそれぞれ具体的に記述されている。ここでは圧縮方法

の概要および特性を説明する。図4(a)は本発明の第1の実施例に使用したランレングス1/2圧縮フローティング符号の構成を示す概念図であり、図4(b)は直線符号(24ビット)をランレングス1/2圧縮フローティング符号(16ビット)に圧縮する符号変換を説明するための図である。以下、図に従って、まず圧縮(非一様量子化)の手順について説明する。

【0022】圧縮連続データQ1は連続データQ0のランレングスL0を2で除算して整数化したランレングスL1の長さを有する連続データである。すなわち、 $L1 = \text{int}(L0/2)$

である。また、整数除算の剰余項を圧縮剰余F1とすると、

$$F1 = L0 \bmod 2$$

である。

【0023】反転ビットT1は圧縮連続データQ1のランをブレイクする反転ビットである。圧縮剰余データC1は圧縮剰余F1を補数表現したものである。また、仮数データD1はデータD0の上位の部分データである。ランレングス1/2圧縮フローティング符号は、極性ビットP、圧縮連続データQ1、反転ビットT1、圧縮剰余データC1、仮数データD1の順に配置する。

【0024】以下、図4(b)に基づいてランレングスL0が「0」ないし「24」の場合について説明する。L0=0の時、L1、F1は、 $L1 = \text{int}(0/2) = 0$
 $F1 = 0 \bmod 2 = 0$

である。

【0025】ランレングスL1が「0」であるので圧縮連続データQ1は無い。圧縮剰余データC1は「1」である。データD0は24ビットで、その内の上位13ビット「ABCDEFGHIJKLM」が仮数データD1である。ランレングス1/2圧縮フローティング符号は極性ビットP、反転ビットT1、圧縮剰余データC1および仮数データD1をこの順に配置して、「P11ABCDEFGHIJKLM」である。

【0026】同様に以下を求める。L0=1の時、 $L1 = \text{int}(1/2) = 0$
 $F1 = 1 \bmod 2 = 1$
より、圧縮連続データQ1は無く、圧縮剰余データC1は「0」である。データD0の上位13ビット「ABCDEFGHIJKLM」が仮数データD1である。ランレングス1/2圧縮フローティング符号は「P10ABCDEFGHIJKLM」である。

【0027】L0=2の時、 $L1 = \text{int}(2/2) = 1$
 $F1 = 2 \bmod 2 = 0$
より、連続データQ1は「0」であり、圧縮剰余データC1は「1」である。データD0の上位12ビット「ABCDEFGHIJKL」が仮数データD1である。ラ

ランレングス1/2圧縮フローティング符号は「P011 ABCDEFGHIJKL」である。

【0028】 $L0 = 3$ の時、

$$L1 = \text{int}(3/2) = 1$$

$$F1 = 3 \bmod 2 = 1$$

より、連続データQ1は「0」であり、圧縮剰余データC1は「0」である。データD0の上位12ビット「ABCDEFGHIJKL」が仮数データD1である。ランレングス1/2圧縮フローティング符号は「P010 ABCDEFGHIJKL」である。

【0029】また、 $L0 = 17$ の時、

$$L1 = \text{int}(17/2) = 8$$

$$F1 = 17 \bmod 2 = 1$$

より、連続データQ1は「00000000」であり、圧縮剰余データC1は「0」である。データD0の上位5ビット「ABCDE」が仮数データD1である。

【0030】従って、ランレングス1/2圧縮フローティング符号は「P0000000010ABCDE」である。また、 $L0 = 18 \sim 24$ の時は圧縮剰余データC1を省略して、

$$L1 = \text{int}(18/2) = 9$$

より、連続データQ1は「00000000」とし、データD0の上位5ビット「ABCDE」を仮数データD1にする。

【0031】従って、ランレングス1/2圧縮フローティング符号は「P0000000001ABCDE」とする。このようにして、直線符号(24ビット)をランレングス1/2圧縮フローティング符号(16ビット)に圧縮する。次に、伸長(逆量子化)の手順について説明する。

【0032】伸長の手順は、圧縮データから極性ビットPを除き、圧縮連続データQ1と反転ビットT1からラ

ンレングスL1を得る。また、反転ビットT1の直後にある圧縮剰余データC1(1ビット)と仮数データD1を得る。圧縮剰余データC1を反転した圧縮剰余F1を得る。これらより、元データの連続データQ0のランレングスL0は、

$$L0 = 2 * L1 + F1$$

から求める。

【0033】連続データQ0はランレングスL0の長さの「0」を連ねて復元する。連続データQ0の後に反転ビットT0を付け、その後に仮数データD1を付加する。極性ビットPを先頭に付けて元データとするが、この符号長がW0に満たない時は仮数データD1の下位に固定値を充てて符号長をW0にする。この手順に従って、復号化の処理を行う。

【0034】例えば、 $L1 = 0$ かつ $F1 = 0$ の時、

$$L0 = 2 * 0 + 0 = 0$$

であるから、連続データQ0は無く、仮数データD1は13ビットで「ABCDEFGHIJKLM」である。このとき、元データは、極性ビットP、反転ビットT0および仮数データD1をならべて、「P1ABCDEFGHIJKLM*****」となる。なお、伸長時のオフセット歪みを最小にするため「***...」は固定値「011...」または「100...」を充てる。

【0035】このようにして、ランレングス1/2圧縮フローティング符号(16ビット)から直線符号(24ビット)を伸長復号化して逆量子化を行う。以上と同様にして、全ての場合についてまとめた結果を(表1)に示す。

【0036】

【表1】

非一様量子化器入力		非一様量子化器出力W	
直線符号 24ビット		ランレングス1/2圧縮 フローティング符号 16ビット	
L0		L1	分解能 (ビット)
	AAAAAAAAAAAAAAAAAAAA 00000000011111112222 012345678901234567890123 (MSB) (LSB)		BBBBBBBBBBBBBBBB 00000000011111 0123456789012345 (MSB) (LSB)
0	P[0]ABCDEF GHIJKL*****	0	P[0]ABCDEF GHIJKL 15
1	P[1]ABCDEF GHIJKL*****	0	P[0]ABCDEF GHIJKL 16
2	P[00]ABCDEF GHIJKL*****	1	P[0]ABCDEF GHIJKL 16
3	P[00]ABCDEF GHIJKL*****	1	P[0]ABCDEF GHIJKL 17
4	P[000]ABCDEF GHIJK*****	2	P[0]ABCDEF GHIJK 17
5	P[0000]ABCDEF GHIJK*****	2	P[0]ABCDEF GHIJK 18
6	P[00000]ABCDEF GHIJ*****	3	P[0]ABCDEF GHIJ 18
7	P[000000]ABCDEF GHIJ*****	3	P[0]ABCDEF GHIJ 19
8	P[0000000]ABCDEF GHI*****	4	P[0]ABCDEF GHI 19
9	P[00000000]ABCDEF GHI*****	4	P[0]ABCDEF GHI 20
10	P[000000000]ABCDEF G*****	5	P[0]ABCDEF GH 20
11	P[0000000000]ABCDEF G*****	5	P[0]ABCDEF GH 21
12	P[00000000000]ABCDEF G*****	6	P[0]ABCDEF G 21
13	P[000000000000]ABCDEF G*****	6	P[0]ABCDEF G 22
14	P[0000000000000]ABCDEF *****	7	P[0]ABCDEF 22
15	P[00000000000000]ABCDEF *****	7	P[0]ABCDEF 23
16	P[000000000000000]ABCDE*****	8	P[0]ABCDE 23
17	P[0000000000000000]ABCDE*****	8	P[0]ABCDE 24
18	P[00000000000000000]ABCDE*****	9	P[0]ABCDE 24

【0037】(表1)において、直線符号(24ビット)は折り返し2進符号であり、フローティング符号は折り返し型のランレングス1/2圧縮フローティング符号である。ランレングスL0、ランレングスL1および分解能の欄は10進数の表記である。圧縮符号(非一様量子化信号)を復号(逆量子化)して伸長した復元符号(逆量子化信号)の表現精度すなわち分解能は直線符号の丸めで決定され、ランレングスL0によって変化する。

る。(表1)より、明らかなように最高24ビットないし15ビットの精度が得られる。

【0038】また、DSPによる数式変換やテーブル変換に適するようにまとめた結果を(表2)および(表3)に示す。

【0039】

【表2】

直線符号 $X = A00 \cdot 1 + A01 \cdot 2^{-1} + A02 \cdot 2^{-2} + \dots + A23 \cdot 2^{-23}$ (MSB) (LSB)	
圧縮符号 $W = B00, B01, B02, \dots, B15$ (MSB) (LSB)	
IF $2^{-1} \leq X $	then $ W = 2^{-1} + 2^{-1} \cdot X $
IF $2^{-2} \leq X < 2^{-1}$	then $ W = 2^{-2} + 1 \cdot X $
IF $2^{-3} \leq X < 2^{-2}$	then $ W = 2^{-3} + 2^{-1} \cdot X $
IF $2^{-4} \leq X < 2^{-3}$	then $ W = 2^{-4} + 2^{-2} \cdot X $
IF $2^{-5} \leq X < 2^{-4}$	then $ W = 2^{-5} + 2^{-3} \cdot X $
IF $2^{-6} \leq X < 2^{-5}$	then $ W = 2^{-6} + 2^{-4} \cdot X $
IF $2^{-7} \leq X < 2^{-6}$	then $ W = 2^{-7} + 2^{-5} \cdot X $
IF $2^{-8} \leq X < 2^{-7}$	then $ W = 2^{-8} + 2^{-6} \cdot X $
IF $2^{-9} \leq X < 2^{-8}$	then $ W = 2^{-9} + 2^{-7} \cdot X $
IF $2^{-10} \leq X < 2^{-9}$	then $ W = 2^{-10} + 2^{-8} \cdot X $
IF $2^{-11} \leq X < 2^{-10}$	then $ W = 2^{-11} + 2^{-9} \cdot X $
IF $2^{-12} \leq X < 2^{-11}$	then $ W = 2^{-12} + 2^{-10} \cdot X $
IF $2^{-13} \leq X < 2^{-12}$	then $ W = 2^{-13} + 2^{-11} \cdot X $
IF $2^{-14} \leq X < 2^{-13}$	then $ W = 2^{-14} + 2^{-12} \cdot X $
IF $2^{-15} \leq X < 2^{-14}$	then $ W = 2^{-15} + 2^{-13} \cdot X $
IF $0 \leq X < 2^{-15}$	then $ W = 2^{-15} + 2^{-14} \cdot X $

【0040】

【表3】

圧縮符号	$W = B00, B01, B02, \dots, B15$	
	(MSB)	(LSB)
再量子化信号	$Y = C00, C01, C02, \dots, C23$	
	(MSB)	(LSB)
IF $2^{-1} + 2^{-2} \leq W $		then $ Y = (W - 2^{-1}) \times 2^{-1}$
IF $2^{-2} + 2^{-3} \leq W < 2^{-1} + 2^{-2}$		then $ Y = (W - 2^{-2}) \times 1$
IF $2^{-3} + 2^{-4} \leq W < 2^{-2} + 2^{-3}$		then $ Y = (W - 2^{-3}) \times 2^{-1}$
IF $2^{-4} + 2^{-5} \leq W < 2^{-3} + 2^{-4}$		then $ Y = (W - 2^{-4}) \times 2^{-2}$
IF $2^{-5} + 2^{-6} \leq W < 2^{-4} + 2^{-5}$		then $ Y = (W - 2^{-5}) \times 2^{-3}$
IF $2^{-6} + 2^{-7} \leq W < 2^{-5} + 2^{-6}$		then $ Y = (W - 2^{-6}) \times 2^{-4}$
IF $2^{-7} + 2^{-8} \leq W < 2^{-6} + 2^{-7}$		then $ Y = (W - 2^{-7}) \times 2^{-5}$
IF $2^{-8} + 2^{-9} \leq W < 2^{-7} + 2^{-8}$		then $ Y = (W - 2^{-8}) \times 2^{-6}$
IF $2^{-9} + 2^{-10} \leq W < 2^{-8} + 2^{-9}$		then $ Y = (W - 2^{-9}) \times 2^{-7}$
IF 0 $\leq W < 2^{-9} + 2^{-10}$		then $ Y = (W - 2^{-10}) \times 2^{-8}$

【0041】(表2)は非一様量子化の変換表であって、Xは非一様量子化の入力符号、Wは非一様量子化の出力符号である。Wの符号長が16を超える場合は16に丸める。Xの符号長が不足する場合は下位に"0"を挿入する。(表3)は逆量子化すなわち再量子化の変換表であって、Wは圧縮符号、Y1は再量子化の出力符号すなわち再量子化信号Y1である。Y1の符号長が24を超える場合は24に丸め、Y1の符号長が不足する場合は下位に"0, 1, 1, 1, ..."または"1, 0, 0, 0, ..."を挿入する。

【0042】ここで、直線符号を入力として、ランレングス1/2圧縮フローティング符号を用いて圧縮符号化(非一様量子化)し、この符号を復号して伸長(逆量子化)した再量子化信号を出力する場合の瞬時S/N比について説明する。ただし、以降の説明では簡単のため瞬時S/N比は矩形波のS/N比向上分(約2dB)を省略する。入力レベルは符号で表現できる最大の正弦波の振幅を基準(0dB)にする。直線符号の「P11111...」がこれに相当する。

【0043】入力レベル0dBないし-6dBの範囲は、直線符号で「P1ABC...」であり、(表1)より分解能は15ビットである。15ビットデータの量子化ノイズは1ビット当り-6dBとして-90dBになる。従って、入力レベル0dBないし-6dBの領域で瞬時S/N比は90dBないし84dBとなる。入力レベル-6dBないし-18dBの範囲では直線符号で「P01ABC...」または「P001ABC...」となり、(表1)より分解能は16ビットである。16ビットデータの量子化ノイズは-96dBであるので、瞬時S/N比は90dBないし78dBとなる。

【0044】入力レベル-18dBないし-30dBの範囲では直線符号で「P0001ABC...」または「P00001ABC...」となり、(表1)より分解能は17ビットである。17ビットデータの量子化ノ

イズは-102dBであるので、瞬時S/N比は84dBないし72dBとなる。以下同様に、-144dBまでの入力レベル領域で瞬時S/N比を求める。

【0045】前記でも引用した図3はランレングス1/2圧縮フローティング符号を用いた圧縮符号(非一様量子化信号)を復号して伸長(逆量子化)した再量子化信号の瞬時S/N比を表す特性図である。同図の横軸に入力レベル、縦軸に瞬時S/N比を示す。瞬時S/N比の改善は入力レベル-18dBから-144dBの広範囲にわたり作用することがわかる。入力レベル0dBから-6dBの範囲で瞬時S/N比が劣化するが、高々6dBの劣化であり、なお90dBないし84dBの瞬時S/N比を有する。

【0046】なお、以上説明した実施例では、ランレングス1/n圧縮フローティング符号を用い直線符号は折り返し2進符号としたが、2ⁿSコンプリメンタリ符号やオフセットバイナリ符号など他の直線符号であっても、相互に変換するかまたは所定の論理値を変更するだけで、全く同様に適用できる。また、nは「2」の場合だけについて説明したが、nは「2以上」の整数であれば何でもよい。この場合、nの値に応じて圧縮剰余の場合の数が変わるので、圧縮剰余データの語長を変えればよいことは言うまでもない。また装置は回路で構成する以外に、テーブル変換やデータ変換を行うDSP(デジタルシグナルプロセッサ)のハードウェアおよびソフトウェアで構成してもよい。

【0047】このように、元データのランレングスが小さい時は指数部すなわちレンジを少ないビット数で表し、ランレングスが大きくなるとビット数を割り当てて指数部すなわちレンジを多くのビット数で表す。符号全体の語長を固定長とするので、仮数部のビット数はランレングスに応じて変化する。これらの作用により、出力部から出力する圧縮符号の有するレンジの表現空間が拡張され、同時に表現精度を改善できる。

【0048】瞬時S/N比の人間の聴覚限界は90dB以下であるのでこれでもほぼ十分ではあるが、後世に遺す文化遺産として究極のオーディオを標榜し一点の曇りもない完璧な信号記録伝送の実現や、あるいはスタジオレコーディングの場合のヘッドルームの確保と編集段階でミキシングや音響効果処理に必要なマージンが必要なことなどを考え合わせると、可聴帯域ないでの瞬時S/N比として120dB程度以上を確保することが望ましい。

【0049】そこで、次に量子化雑音の周波数スペクトルについて説明する。前記した通り、符号復号装置出力の24ビットの逆量子化信号Y2は再量子化信号Y1に

相当する。すなわち $\Delta\Sigma$ 変調によりスペクトル変換を施された量子化雑音Qを有する信号となる。本発明の第1の実施例では、帰還回路150の伝達特性H1(z)として5次のものを用いたので、帰還無し(0次)の場合に比べ20kHzまでの可聴帯域における瞬時S/N比及びダイナミックレンジは約28dBの改善を図ることができた。10kHzまでの可聴帯域帯域では58dBの改善ができる。(表4)にサンプリング周波数192kHzにおいてビット数と伝達特性H1(z)の次数と瞬時S/N比の関係を示す。

【0050】

【表4】

fs [kHz]	bit	H1(z) 次数	DC～当該周波数までの瞬時S/N比 (dB)									
			周波数 [kHz]									
			10	20	30	40	50	60	70	80	90	
192	15	0	98	95	93	92	91	90	89	89	88	
192	24	5	210	177	157	144	133	124	117	111	105	
192	21	5	192	159	139	126	115	106	99	93	87	
192	18	5	174	141	121	108	97	88	81	75	69	
192	15	5	156	123	103	90	79	70	63	57	51	

【0051】また、図5は(表4)の特性を図示したものである。なお、(表4)および図5においての数値はウェーティングなし聴覚補正なしの瞬時S/N比特性である。実施例では5次の伝達特性H1(z)を用いたが、伝達特性H1(z)は更に高次のもの、或いは分数多項式となるようなものを用いても良い結果が得られる。このように $\Delta\Sigma$ 変調によって量子化雑音の周波数スペクトルを置換することができ、可聴帯域の瞬時S/N比とダイナミックレンジの改善ができる。この瞬時S/N比およびダイナミックレンジの改善は量子化雑音の大きな領域すなわち入力信号強度が大きい時に最大の効果を発揮する。つまり、非一様量子化によるダイナミックレンジの拡大作用と $\Delta\Sigma$ 変調による量子化雑音スペクトルの置換作用の相乗かつ補完的な交互作用により最大の効果を奏するものである。このように $\Delta\Sigma$ 変調によって量子化雑音の周波数スペクトルを置換することができ、低ビットレートで効率的にダイナミックレンジと周波数帯域の両方を拡大できる。

【0052】また、超高域成分のみの場合やそれを多く含む音源の場合には一般にそのレベルは小さいので144dB、24ビット精度で伝送でき、瞬時S/N比が十分確保され超高域のノイズフロアを低く抑えられる。さらに、信号レベルがある程度大きい時には量子化雑音が少し増加するが、このスペクトルは高域に置換され超高域ノイズフロアの上昇となるので、人間の脳波(α 波)の活性化およびリラックスを促進する効果が得られる可能性がある。

【0053】また、符号時に、再量子化器に入力する信号と前記再量子化器の出力信号との量子化誤差信号また

は量子化雑音を所定の伝達特性H1(z)を有する帰還回路を介して入力信号に合成し符号出力を得ると同時に、逆量子化器の出力信号を符号復号出力として取り出すようにすればこの出力を符号モニタ信号として有効に活用できる。この信号をデジタルフィルタ220、DAコンバータ230およびローパスフィルタ240を介してアナログ信号Aに変換して出力を得るようにしても良い。

【0054】また、復号時に、 $\Delta\Sigma$ 変調のループをオープンにすることで、符号動作に戻る場合の初期動作を短時間で安定にすることができる。図2はそのためにゲートを設けた本発明の第2の実施例を示すブロック図である。図中170はゲートであり入力端子204から入力されるモード制御信号によって復号時には $\Delta\Sigma$ 変調のループをオープンにし固定値"0"を与える。減算器140に入力される再量子化信号Y1が"0"となり減算器140の出力は加算器110と同じになる。再量子化信号Y1が"0"すなわちセンター値であるので、再び符号モードになった場合に系が早く安定になる確率が最も高い。本発明の第2の実施例では減算器140の前にゲート170を設けたが、ループをオープンにするポイントであればどこでもよく、また、1以上の複数箇所であっても初期値設定によるセトリング時間の短縮効果がある。

【0055】また、図1に示す符号復号装置でエンファシスをかけ、高域を強調して符号化しても良い。この場合は、例えば、音響入力をエンファシス回路(図示せず)を介して加算器110へ入力し、変換された音響信号とともにエンファシスのオン/オフを示すエンファシス識別信号をサブコードとして符号復号装置100から

出力する。復号時においては、エンファシス回路と逆の周波数特性を有するディエンファシス特性を逆量子化器210、デジタルフィルタ220、DAコンバータ230、ローパスフィルタ240のいずれかに畳み込み、あるいはディエンファシス回路(図示せず)を間に挿入し、サブコードとして取り出されたエンファシス識別信号(図示せず)に基づいてオン/オフさせる。これにより、例えば、 $\Delta\Sigma$ 変調によって超高域における量子化雑音がやや増加するのを抑えることができ、この特性カーブによって再生時の最大出力レベルを一定値以下に抑えることができる。特に、超高域スピーカは一般に耐入力電力が低いので、このような最大出力レベルの保護特性が有効である。

【0056】なお、帰還回路150の伝達関数 $H1(z)$ としては実施例に示したものでなくとも良いことは言うまでもなく、更に高次のもの、或いは分数多項式となるようなものを用いても良い。サンプリング周波数192kHzもこれに限定したものではなく、従来のサンプリング周波数48kHzより高ければ同様に効果の得られるものである。また、ランレングス $1/n$ 圧縮フローティング符号以外にダイナミックレンジを拡大する非一樣量子化であればよく、例えば μ 則A則を用いた圧縮符号であっても同様の効果が得られるものである。また、符号復号装置の入力、出力ビット数は24、16としたがこれに限定するものではない。

【0057】ディエンファシスに関しては、識別信号を伝送してオン/オフを切り換えるようにしても良いが、20kHzを超える帯域の信号レベルはそれほど大きくないため、オンのモードのみとしても良い。また、入力信号Xはアナログ信号でもよく、この場合には加算器110、減算器140、帰還回路150アナログに代えることで同様の作用効果を奏する。

【0058】

【発明の効果】以上のべたように本発明は、非一樣量子化特性を有する非一樣量子化器とこれの逆特性を有する逆量子化器で構成した再量子化器に入力する信号と出力信号との量子化誤差信号または量子化雑音を所定の伝達特性を有する帰還回路を介して入力信号に合成するようにした。また、前記符号化された信号を前記逆量子化器で逆量子化した信号を再生するように構成したため、再量子化信号は非一樣量子化器による非直線変換と逆量子化器による逆変換により、信号強度によって丸め誤差すなわち量子化雑音の大きさが変化する作用がある。例えば入力信号の小さい場合には24ビットで細かく量子化し、入力信号強度の増加にともなって徐々に粗く23ビット、22ビットとし、入力信号強度が最大の場合は最も粗く15ビットで量子化するようにできる。すなわち146dBのダイナミックレンジの内、瞬時S/N比を入力信号強度によって92dBから146dBまで変化させられる。この量子化雑音を帰還回路を介して入力信

号に合成することでスペクトル変換を行う作用が生じ、粗い量子化の入力信号強度の領域であっても、可聴帯域のダイナミックレンジを拡大できる効果を奏するものである。以上の効果の他に、以下のような具体的な作用効果がある。

【0059】(イ)チャンネルあたり16ビット192kHzの低ビットレートで、146dB以上の高ダイナミックレンジとナイキスト周波数96kHzの広帯域の両特性を同時に実現できる。微小レベルでの歪み率悪化を原因とする音の濁りが無くなり、20kHzから96kHzまでの超高域信号の原音再生ができるようになり、従来の44.1kHz16ビットの限られた再生空間から脱却し、限りなく透明で高域まで再生する自然な記録再生とこの信号を記録する媒体および再生音場を実現できる。

【0060】(ロ)チャンネルあたり16ビット192kHzの低ビットレートで、20kHzまでの可聴帯域内の信号対雑音歪み率を123dB~177dBまでに改善できる。

(ハ)音楽信号の中の超音波帯域のエネルギーは小さいので、信号が超高域のみまたは超高域成分が主の場合には24ビット精度かつ瞬時S/N比144dBでロスレス符号化できる。このことにより、 $\Delta\Sigma$ 変調をかけた時でも、超高域のノイズフロアの上昇を抑えられる。

【0061】(ニ)可聴帯域レベルが十分に大きい時には、超高域ノイズフロアがそのレベルに応じて増加するので、 α 波を活性化する可能性のある超高域雑音成分が自動的に生成される。

(ホ)一般に超高域の最大耐入力値は中低域に比べて10~20dB低い。そのため超高域の最大出力は10~20dB低いことが好ましいが、エンファシス/ディエンファシス特性により超高域のノイズフロアの上昇を抑えたとともに超高域の最大出力を10~20dB低く抑えることができるので、例えばスーパーツイータに不用意に高周波の強電力雑音を出力して焼損することを防止できる。しかもこの特性は自然に近いものであり、自然なスペクトル分布の音を再現できる。

【0062】(ヘ)符号時にも符号復号出力が得られ、符号モニタ信号として活用できる。

(ト)復号時に、 $\Delta\Sigma$ 変調のループをオープンにすることで、符号動作に戻る場合の初期動作を短時間で安定にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例における符号復号装置を表すブロック図

【図2】本発明の第2の実施例における符号復号装置を表すブロック図

【図3】非一樣量子化器および逆量子化器の瞬時S/N比特性を示す特性図

【図4】(a)はランレングス $1/2$ 圧縮フローティン

グ符号の構成を示す概念図

(b) は直線符号 (24ビット) をランレングス 1/2
圧縮フローティング符号 (16ビット) に圧縮する符号
変換を説明するための説明図

【図5】 同実施例における符号復号装置のビット数と伝
達特性 $H1(z)$ の次数と瞬時 S/N 比の関係を示す特性図

【符号の説明】

100 符号復号装置

110 加算器

120 非一様量子化器

130 逆量子化器

140 減算器

150 帰還回路

160 切替器

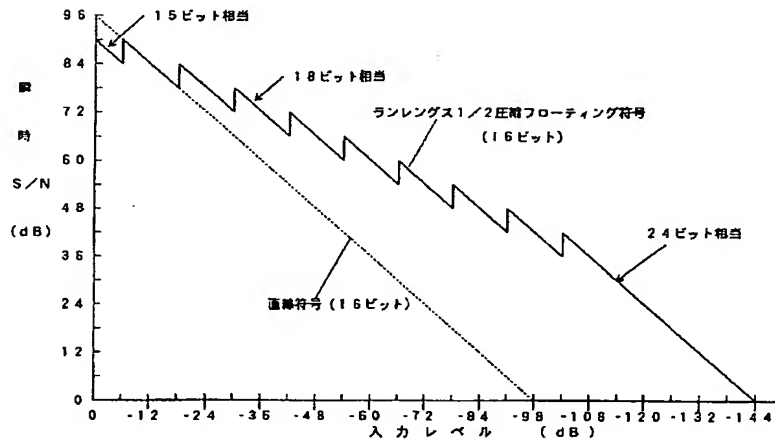
170 ゲート

220 デジタルフィルタ

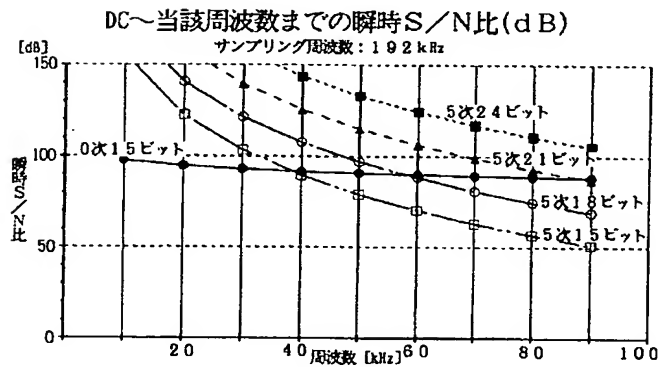
230 DAコンバータ

240 ローパスフィルタ

【図3】



【図5】



符号復号装置 100

入力端子 101
入力信号 X

出力端子 102
符号出力信号 W1

入力端子 201
復号入力信号 W2

出力端子 203
アナログ信号出力 A

モード制御信号 入力端子 204

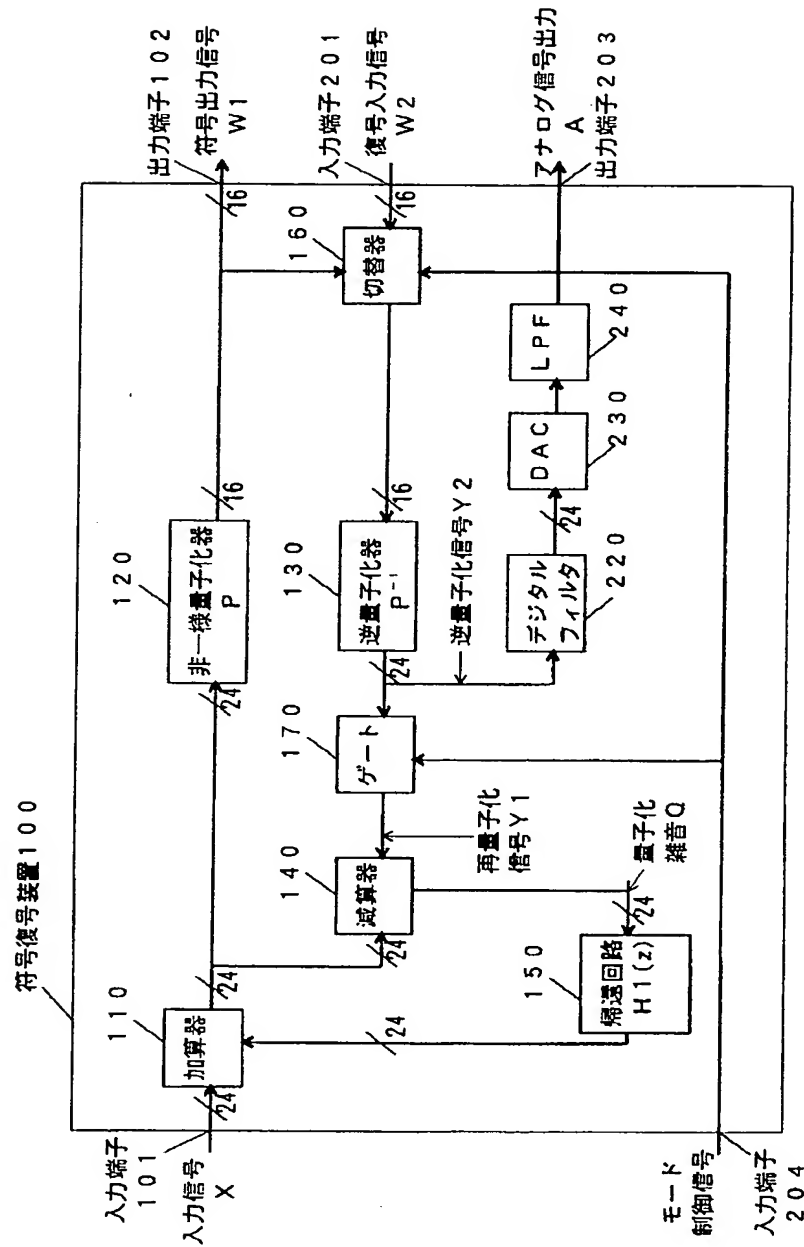
内部構成:

- 110 加算器 (24 bit)
- 120 非一様量子化器 P (24 bit)
- 130 逆量子化器 P^{-1} (16 bit)
- 140 減算器 (24 bit)
- 150 帰還回路 $H_1(z)$ (24 bit)
- 220 デジタルフィルタ (24 bit)
- 230 DAC (24 bit)
- 240 LPF (24 bit)

信号流:

- 入力信号 X (24 bit) → 加算器 110
- 加算器 110 の出力 (24 bit) → 非一様量子化器 120
- 非一様量子化器 120 の出力 (24 bit) → 逆量子化器 130
- 逆量子化器 130 の出力 (16 bit) → 切替器
- 切替器 の出力 (16 bit) → 逆量子化器 130
- 逆量子化器 130 の出力 (24 bit) → 減算器 140
- 減算器 140 の出力 (24 bit) → 帰還回路 150
- 帰還回路 150 の出力 (24 bit) → 加算器 110
- 減算器 140 の出力 (24 bit) → デジタルフィルタ 220
- デジタルフィルタ 220 の出力 (24 bit) → DAC 230
- DAC 230 の出力 (24 bit) → LPF 240
- LPF 240 の出力 (24 bit) → アナログ信号出力 A (203)

【図2】



【図4】

